



(84) 指定国 (表示のない限り、全ての種類の広域保護が可能): ARIPO (BW, GH, GM, KE, LS, MW, MZ, NA, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), ユーラシア (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), ヨーロッパ (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI, FR, GB, GR, HU, IE, IS, IT, LT, LU, MC, NL, PL, PT, RO, SE, SI, SK, TR), OAPI (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW, ML, MR, NE, SN, TD, TG).

2文字コード及び他の略語については、定期発行される各PCTガゼットの巻頭に掲載されている「コードと略語のガイダンスノート」を参照。

添付公開書類:

— 国際調査報告書

(57) 要約: 高効率であるとともに広い出力制御可変幅を得ることが可能な送信装置を提供する。 最大送信電力付近では、飽和モードの動作とし、大電力増幅器12の入力レベルを大きくして固定することで大電力増幅器12を飽和状態で動作させながら、R入力端子33に出力電力制御レベルに応じた範囲で変調信号の振幅成分を入力し、電源端子25の電源電圧VDDに対し振幅変調をかけることで、高効率の極座標変調を行う。これより小さい送信電力では、線形モードの動作とし、大電力増幅器12の入力レベルを小さくして大電力増幅器12を線形動作させ、出力電力制御レベルに応じて電源端子25の電源電圧VDDを可変することで、送信電力制御を行う。

## 明 細 書

### 送信装置及び無線通信装置

#### 技術分野

- [0001] 本発明は、出力を可変に制御可能な送信装置およびこの送信装置を用いた無線通信装置に関する。

#### 背景技術

- [0002] 出力を可変に制御可能な送信装置は、装置の性能を図る指標として、送信機能における電力効率および線形性が評価されている。この送信機能における電力効率および線形性は、特に、携帯電話等の高周波変調送信機器において、装置の性能を表す上で最も重要な指標となっている。
- [0003] このような高周波変調送信機器の最終段の増幅器としては、いわゆるA級動作の増幅器が広く用いられている。このA級増幅器は、歪みが少ない、すなわち線形性には優れている反面、常時直流バイアス成分に伴う電力を消費するため電力効率は小さくなってしまふものである。
- [0004] そこで、電力増幅器を高効率動作させる方法として、トランジスタの入出力電力特性の飽和領域を用いて、ドレイン電圧またはコレクタ電圧(電源電圧)をベースバンド信号の振幅成分に応じて変化させて増幅する方法が考案されている。例えば、平均出力電力を変化させる時には、前述の電源電圧を所望の平均出力電力に比例して変化させるものである。この種の装置として、例えば、特許第3044057号公報(特許文献1)に開示された出力可変送信装置がある。
- [0005] 図11は、従来例の出力可変送信装置の構成を示すブロック図である。この出力可変送信装置は、変調入力端子101、102と、搬送波発振器104と、変調入力端子101、102の出力を搬送波発振器104の出力周波数にて直交変調する直交変調器103と、高周波電力増幅器105と、送信出力端子106と、変調入力端子101、102の出力から包絡線を生成する包絡線生成回路107と、指定信号入力端子112と、指定信号入力端子112からの電力増幅器105の平均出力レベルを設定する信号を入力としその入力値に対応する直流信号を発生する多値直流信号発生回路108と、多値

直流信号発生回路108の出力を包絡線生成回路107の出力包絡線に乗算する乗算回路109と、乗算回路109の出力に応じて電力増幅器105のドレイン電圧を制御する電圧制御回路110と、電源端子111とを備えた構成となっている。

[0006] 直交変調器103は、変調入力端子101, 102から入力されるI信号とこのI信号に直交するQ信号とにより、搬送波発振器104から供給された搬送波を変調する。包絡線生成回路107は、前記I, Q信号の振幅信号Rを算出する。指定信号入力端子112には、送信出力端子106に出力しようとする送信出力レベルに対応する出力レベル指定信号が入力される。多値直流信号発生回路108は、指定信号入力端子112からの出力レベル指定信号に従って直流信号を発生する。

[0007] 乗算回路109は、包絡線生成回路107の出力と多値直流信号発生回路108の出力とを乗算する。これにより、乗算回路109の出力には変調波の包絡線に比例した信号が得られ、しかもその平均値が送信出力に応じて変化する。電圧制御回路110は、乗算回路109の出力に応じて、電力増幅器105のドレイン電圧 $V_o$ を変化させる。この結果、電力増幅器105のドレイン電圧は、変調波の包絡線に比例し、かつ平均値が送信出力に応じて変化する。したがって、上記のような極座標変調方式の構成を用いることによって、電力増幅器105は高効率の飽和状態を保ちながら線形増幅を行うことができ、しかも送信出力を可変にすることができる。

[0008] しかしながら、図11に示す従来例の出力可変送信装置においては、振幅変調及び送信出力制御の両方を常に一括してドレイン電圧制御で行うため、電力増幅器105の特性により送信電力の出力制御可変幅が制限されてしまう。このような従来例の出力可変送信装置を実際の携帯電話装置に搭載した場合、有限の制御電圧範囲（例えば0.3V〜3.0V）と電力増幅器利得可変幅（例えば20dB/dec）しか確保できない。このため、最近の携帯電話規格のように広い出力制御可変幅（例えば、欧州携帯電話規格であるEGPRSでは約43dB+ $\alpha$ ）が要求される通信装置では、必要な送信出力レベルの範囲を十分に確保することができないという事情があった。

[0009] また、携帯電話装置は最大送信出力で動作する頻度が比較的低い。これは干渉を避けセル利用効率を高めるために、基地局の指令により送信電力が低く設定されることに起因する。よって、携帯電話装置の通話可能時間を長くするためには、最大送

信出力時だけでなく、低送信出力時における消費電力を抑えることが重要課題となっている。

[0010] 特許文献1:特許第3044057号(第1-20頁、図1)

特許文献2:特開2003-18026号公報

特許文献3:特開2003-51751号公報

特許文献4:特開2004-104194号公報

特許文献5:特開2004-173249号公報

特許文献6:特開平3-276923号公報

発明の開示

発明が解決しようとする課題

[0011] 本発明は、上記事情に鑑みてなされたもので、高効率であるとともに広い出力制御可変幅を得ることのできる送信装置及び無線通信装置を提供することを目的とする。

課題を解決するための手段

[0012] 本発明の送信装置は、入力変調信号の同相成分及び直交成分を入力して直交変調を行う直交変調手段と、前記直交変調手段の出力を増幅するもので、ゲイン制御信号に基づいて利得が制御される可変利得増幅手段と、前記可変利得増幅手段の出力の電力増幅を行う電力増幅手段とを備え、前記電力増幅手段は、入出力電力特性における線形動作領域を用いて電力増幅を行う線形モードと、前記入出力電力特性における飽和動作領域を用いて電力増幅を行う飽和モードを有し、送信出力電力が所定値以上の場合に、前記可変利得増幅手段の出力レベルを調整して前記電力増幅手段を飽和モードで動作させ、前記電力増幅手段の出力制御用入力端に前記入入力変調信号の振幅成分に基づく振幅変調された送信出力制御信号を入力して極座標変調を行い、前記送信出力電力が所定値未満の場合に、前記可変利得増幅手段の出力レベルを調整して前記電力増幅手段を線形モードで動作させ、前記出力制御用入力端に前記送信出力電力に応じた所定レベルの送信出力制御信号を入力して線形増幅を行うものである。

[0013] この構成により、送信出力電力が所定値以上では高効率な極座標変調を行い、これよりも小さい送信出力電力では線形増幅を行うことができ、これら2種類の動作によ

って出力制御可変幅を広くできる。したがって、極座標変調における振幅変調と送信電力制御とを分離して制御することが可能であり、極座標変調方式におけるダイナミックレンジ不足を解消でき、高効率であるとともに広い出力制御可変幅を得ることが可能となる。

- [0014] また、本発明の一態様として、上記の送信装置であって、前記電力増幅手段は、送信出力電力が最大出力レベルまたはその近傍である場合に前記極座標変調を行い、この送信出力電力よりも小さい場合に前記線形増幅を行うものも含まれる。
- [0015] この構成により、送信出力電力が最大出力レベル付近では高効率な極座標変調を行い、これより小さい送信出力電力では線形増幅を行うことによって、最大出力レベル付近において極座標変調による高効率な増幅が可能であるとともに、出力レベルが小さい場合は線形増幅によって広範囲な出力レベルにおいて送信出力制御が可能である。このため、例えば、電力増幅手段における利得可変幅を超えるような広い範囲での送信電力制御も容易に可能である。
- [0016] また、本発明の一態様として、上記の送信装置であって、前記電力増幅手段は、前記出力制御用入力端として用いられる電源端子を有し、前記所定レベルの信号または前記入力変調信号の振幅成分に基づく振幅変調された信号の電流容量を増加させ、前記電源端子に対し前記送信出力制御信号として電源供給を行う電源ドライバを備えるものも含まれる。
- [0017] この構成により、電源ドライバによって入力変調信号の振幅成分に基づく振幅変調された信号の電流容量を強化し、電力増幅手段の電源端子に送信出力制御信号として供給することによって、送信出力電力が所定値以上の場合に高効率な極座標変調を行うことが可能である。
- [0018] また、本発明の一態様として、上記の送信装置であって、前記電力増幅手段は、電源端子と、前記出力制御用入力端として用いられる増幅回路のバイアス端子とを有し、前記電源端子には固定電源を入力し、前記バイアス端子に前記送信出力制御信号を入力するものも含まれる。
- [0019] この構成により、電力増幅手段の電源端子には固定電源を入力し、入力変調信号の振幅成分に基づく振幅変調された信号を送信出力制御信号としてバイアス端子に

入力することによって、送信出力電力が所定値以上の場合に高効率な極座標変調を行うことが可能である。また、この構成では、電力増幅手段への電源を振幅変調する場合に比べて、電流容量を強化するための電源ドライバが不要となり、装置構成を簡易化できる。

[0020] また、本発明の一態様として、上記の送信装置であって、前記送信出力制御信号を入力する送信出力制御信号入力部にデジタル信号をアナログ信号に変換するD/Aコンバータを備え、このDAコンバータは、動作クロックを変更可能であり、前記電力増幅手段にて極座標変調を行うときのみ前記線形増幅を行うときより高い動作クロックで動作させる動作クロック切替機能を有するものも含まれる。

[0021] この構成により、送信出力制御信号入力部のDAコンバータを、電力増幅手段にて極座標変調を行うときのみ高い動作クロックで動作させることによって、極座標変調動作時のみ動作電流を増加させて適切な振幅変調を可能とし、線形増幅動作時には動作電流を低減することができ、全体の消費電力を削減できる。

[0022] また、本発明の一態様として、上記の送信装置であって、前記電源ドライバの入力部に波形整形用のオペアンプを有し、このオペアンプは、動作電流を変更可能であり、前記電力増幅手段にて極座標変調を行うときのみ前記線形増幅を行うときより動作電流を増加させる動作電流切替機能を有するものも含まれる。

[0023] この構成により、電源ドライバの入力部のオペアンプを、電力増幅手段にて極座標変調を行うときのみ動作電流を増加させることによって、極座標変調動作時には大きな動作電流で適切な振幅変調を可能とし、線形増幅動作時には動作電流を低減することができ、全体の消費電力を削減できる。

[0024] また、本発明の一態様として、上記の送信装置であって、前記電源ドライバとしてリニアレギュレータを用いるものも含まれる。

また、本発明の一態様として、上記の送信装置であって、前記電源ドライバとしてスイッチングレギュレータを用いるものも含まれる。

[0025] また、本発明の一態様として、上記の送信装置であって、前記電源ドライバが、前記送信出力制御信号を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチン

グレギュレータと、前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群とを有して構成されるものも含まれる。

[0026] また、本発明の一態様として、上記の送信装置であって、前記電力増幅手段の出力を復調する復調部と、前記復調部より得られる復調信号の情報に基づいて、前記電力増幅手段にて極座標変調を行うときの振幅変調のタイミングを調整する制御部とを備えるものも含まれる。

[0027] この構成により、電力増幅手段の出力を復調して得られた情報(例えば、EVM(エラーベクトル振幅(変調精度を示す値))など)に基づいて、極座標変調時の振幅情報と位相情報のタイミング調整が可能となり、送信装置の出力の歪を低減することが可能となる。

[0028] また、本発明は、上記いずれかの送信装置を備えた無線通信装置を提供する。このような構成の無線通信装置では、大きな送信出力電力での高効率な増幅が可能であるとともに、幅広いレベルにおいて送信電力制御が可能であり、携帯電話装置などの小型で移動型の無線通信装置などに適用した場合により効果的である。

#### 発明の効果

[0029] 本発明によれば、高効率であるとともに広い出力制御可変幅を得ることが可能な送信装置及び無線通信装置を提供できる。

#### 図面の簡単な説明

[0030] [図1]本発明の第1の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図

[図2]欧州携帯電話規格である900MHz帯EGPRS方式における送信電力制御規格を示す図

[図3]本実施形態における大電力増幅器の入出力特性を示す図

[図4]本実施形態における大電力増幅器の電源電圧対電力出力レベル特性図

[図5]本発明の第2の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図

[図6]本発明の第3の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図

[図7]本発明の第4の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図

[図8]本発明の第5の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

[図9]本発明の第6の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図

[図10]本発明の第7の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図

[図11]従来例の出力可変送信装置の構成を示すブロック図

### 符号の説明

- [0031] 10, 40, 50, 60, 200 送信部
- 11 線形変調器
- 12, 62 大電力増幅器
- 13, 41, 51, 61, 201 振幅変調部
- 14, 15, 21 固定クロック入力DAコンバータ(DAC)
- 16, 17, 22, 76, 77 ローパスフィルタ(LPF)
- 18 直交変調器
- 19 中電力増幅器
- 20 局部発振器
- 23, 52 高速オペアンプ
- 24, 53, 203 電源ドライバ
- 25, 63 電源端子
- 30, 80 制御部
- 31 I入力端子
- 32 Q入力端子
- 33 R入力端子
- 34, 93 ゲイン制御端子
- 35 出力端子
- 36 クロック切替端子
- 37 電流切替端子
- 42 可変クロック入力DAコンバータ
- 64 バイアス端子
- 65 固定電源
- 70 受信部
- 71 バンドパスフィルタ(BPF)



- 72 低雑音増幅器
- 73 直交復調器
- 74, 75 ベースバンドアンプ
- 78, 79 ADコンバータ(ADC)
- 81 アンテナスイッチ
- 82 アンテナ
- 91 I出力端子
- 92 Q出力端子
- 204 振幅スライス手段
- 205, 206 スイッチ
- 207 リニアレギュレータ
- 208, 209 スイッチングレギュレータ
- 210 電圧源
- 300 モード選択部
- 301 送信出力制御信号
- 302 振幅算出部

#### 発明を実施するための最良の形態

[0032] 本実施形態では、送信装置を含む無線通信装置の一例として、携帯電話装置に適用した場合の構成例を示す。

[0033] (第1の実施形態)

図1は本発明の第1の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図である。第1の実施形態の送信装置を構成する送信部10は、線形変調器11と、この線形変調器11より出力される送信信号の電力増幅を行う大電力増幅器12と、この大電力増幅器12に供給する電源を生成する振幅変調部13とを有して構成される。

[0034] 線形変調器11は、固定周波数の動作クロックよりデジタルーアナログ変換を行う固定クロック入力DAコンバータ(DAC)14、15と、ローパスフィルタ(LPF)16、17と、ローパスフィルタ16、17の出力を局部発振器20の出力周波数にて直交変調してRF帯域への周波数変換を行う直交変調器(MOD)18と、直交変調器18の出力の増幅

を行う中電力増幅器19とを有して構成される。

- [0035] 振幅変調部13は、固定クロック入力DAコンバータ21と、ローパスフィルタ22と、入力部に波形整形用の高速オペアンプ(OPAMP)23を備える電源ドライバ24とを有して構成される。上記固定クロック入力DAコンバータ21及びローパスフィルタ22は、後述する送信出力制御信号を入力する送信出力制御信号入力部となる。
- [0036] 送信部10は、同相成分入力端子であるI入力端子31と、直交成分入力端子であるQ入力端子32と、制御目標の送信出力電力を指示するための送信出力制御信号を入力するR入力端子33と、中電力増幅器19の増幅利得を制御するためのゲイン制御信号を入力するゲイン制御端子34と、電力増幅された送信信号を出力する出力端子35とを有している。制御部30は、これらの端子と接続され、送信変調信号の出力、各種制御信号の出力等を行い、無線通信動作を制御する。制御部30は、I、Q信号による入力変調信号の振幅成分を算出する振幅算出部302と、動作モードを選択するために、一定レベルの送信出力制御信号301と振幅算出部302により算出された入力変調信号の振幅成分とのいずれかを選択するモード選択部300とを備える。
- [0037] この送信部10において、送信すべきベースバンド帯域の直交変調デジタル信号のうち、I入力端子31には同相包絡線成分(I信号)が、Q入力端子32には直交包絡線成分(Q信号)がそれぞれ入力される。I入力端子31に入力された同相成分のI信号は、DAコンバータ14によりアナログ電圧に変換され、ローパスフィルタ16により不要な高調波成分を除去された後、直交変調器18に入力される。また、Q入力端子32に入力された直交成分のQ信号は、同様にDAコンバータ15によりアナログ電圧に変換され、ローパスフィルタ17により不要な高調波成分を除去された後、直交変調器18に入力される。
- [0038] 直交変調器18は、直交変調手段の一例に相当するもので、入力されたI、Q信号によって局部発振器20から供給される高周波信号を直交変調することで、I、Q信号から位相変調されたRF帯域の高周波信号を生成して出力する。中電力増幅器19は、可変利得増幅手段の一例に相当するもので、ゲイン制御端子34より入力されるゲイン制御信号のレベルに応じて所定利得で直交変調器18の出力信号を増幅する。

この中電力増幅器19の出力が線形変調器11の出力となり、大電力増幅器12に送信用変調信号として入力される。

- [0039] R入力端子33には、制御部30より送信出力制御用のデジタル信号が入力される。このR入力端子33に入力された送信出力制御信号は、DAコンバータ21によりアナログ電圧に変換され、ローパスフィルタ22により不要な高調波成分を除去された後、電源ドライバ24によって電流容量が増加されて強化される。この電源ドライバ24の出力が振幅変調部13の出力となり、大電力増幅器12に対し電圧変化可能な電源として供給される。
- [0040] 大電力増幅器12は、電力増幅手段の一例に相当するもので、例えば図示するように複数段の増幅回路からなり、出力制御用入力端となる電源端子25の入力レベルに応じて出力が制御される電力増幅器である。大電力増幅器12は、線形変調器11から出力された送信用変調信号を、後述する線形モードでの線形増幅、または飽和モードで振幅変調(極座標変調)することで電力増幅を行い、送信信号として出力端子35より出力する。
- [0041] 本実施形態では、送信出力電力が所定値未満の低出力の場合、例えば最大送信電力よりも小さい出力で使用する場合には、モード選択部300によりR入力端子33に一定レベルの送信出力制御信号301を選択して入力し、線形変調器11及び大電力増幅器12を線形モードで動作させることで、I、Q信号による入力変調信号の振幅成分のダイナミックレンジと無関係に送信電力制御を行う。一方、送信出力電力が所定値以上の高出力の場合、例えば最大送信電力近辺(例えば最大送信電力より-2〜-4dB以内、あるいは-6dB以内など)で使用する場合には、大電力増幅器12を飽和モードで動作させ、モード選択部300によりR入力端子33に振幅算出部302により算出されたI、Q信号による入力変調信号の振幅成分を選択して入力し、大電力増幅器12において極座標変調を行う。すなわち、本実施形態の送信部10は、直交変調後に線形増幅を行う線形変調器11と、通常の線形増幅または極座標変調を用いた飽和状態での増幅を行う大電力増幅器12との二段構成の増幅手段を備えて構成される。これらの増幅手段を制御部30からの制御信号によって制御する。
- [0042] 次に、上記のように構成された送信部10の動作を詳細に説明する。ここでは、欧州

携帯電話規格である900MHz帯EGPRS方式を例に挙げて説明する。

- [0043] 図2は欧州携帯電話規格である900MHz帯EGPRS方式における送信電力制御規格を示す図である。まず、この図2に示す各電力制御レベルにおける電力制御動作について説明する。900MHz帯EGPRS方式では、最大送信電力の規定の中でClassE2と呼ばれるものは、電力制御レベル8〜19まで2dB間隔で可変する必要がある。無線通信装置の端末(移動局)は、送信を開始する前に基地局からの指示を考慮して、ベースバンド制御部がその電力制御レベルの制御値を12段階で送信部に通知する。なお、図2の例では、図1に示した送信部の出力端子35からアンテナ端子までの間においてアンテナスイッチ等の損失が1dBあると仮定している。
- [0044] 図2における電力制御レベル8(+28dBm)からレベル10(+24dBm)までは、ゲイン制御端子34より入力するゲイン制御信号によって中電力増幅器19の出力レベルを+5dBmに固定し、大電力増幅器12の入力レベルを飽和動作領域に保つことで、大電力増幅器12を飽和モード(極座標変調方式)で動作させる。このとき、R入力端子33には前記電力制御レベルに応じてシフトさせたレベル範囲で変調信号の振幅成分の電圧値を入力して、電源ドライバ24を介して大電力増幅器12へ電源供給し、大電力増幅器12の電源端子25の電圧(電源電圧VDD)に対し振幅変調をかけることで、高効率の極座標変調を行う。
- [0045] また、上記より低い電力制御レベル11(+22dBm)では、R入力端子33に所定の制御電圧値を入力して大電力増幅器12の電源端子25の電源電圧VDDを0.99Vに固定するとともに、ゲイン制御端子34より入力するゲイン制御信号によって中電力増幅器19の出力レベルを-4dBmに減少させることで、大電力増幅器12を線形モード(直交変調方式)で動作させる。このように、電力制御レベル11(+22dBm)からレベル19(+6dBm)までは、ゲイン制御端子34より入力するゲイン制御信号によって中電力増幅器19の出力レベル、すなわち大電力増幅器12の入力レベルを-4dBmとし、大電力増幅器12の入力レベルを線形動作領域に保つことで、大電力増幅器12を線形モードで動作させる。このとき、R入力端子33には前記電力制御レベルに応じた制御電圧値を入力し、電力制御レベルに応じて電源端子25の電源電圧VDDを可変することで、送信電力制御を行う。

- [0046] 以下、図3及び図4を参照して大電力増幅器12における線形モード及び飽和モードの動作について説明する。図3は電源端子25に印加される電源電圧VDDをパラメータとした大電力増幅器12の入出力特性(Pin-Pout 特性)を示す図、図4は大電力増幅器12の電力入力レベルを+5dBm固定とした場合における電源電圧VDD対出力電力Pout の特性図である。
- [0047] 図3において、複数の曲線は、それぞれ異なる電源電圧VDDに対する大電力増幅器12の入出力特性(Pin-Pout 特性)を示すものである。図3のように、各々の電源電圧VDDのいずれに対しても、入力電力Pinが小さい場合は、入力電力Pinが増加するにつれて出力電力Pout は線形に増加するが(線形動作領域)、入力電力Pinがある値以上の場合では、各々の電源電圧VDDに応じた出力電力Poにおいて飽和する(飽和動作領域)。ここで、この飽和出力電力Po(W)は、電源電圧VDDの2乗に比例する。大電力増幅器12が線形モードで動作するか、若しくは飽和モードで動作するかは、大電力増幅器12の入力レベル、すなわち、中電力増幅器19の出力レベルによって決定される。
- [0048] 図3の入出力特性において、例えば、大電力増幅器12の入力レベルを+5dBmにすると、大電力増幅器12は飽和動作領域で動作する。このとき、R入力端子33には電力制御レベルに応じてシフトさせたレベル範囲で変調信号の振幅成分の電圧値を入力することによって、電源端子25の電源電圧VDDに対し振幅変調をかけて極座標変調を行い、送信電力を制御しつつ高効率の電力増幅を行う。
- [0049] この場合、例えば、電圧制御レベル8では、大電力増幅器12の入力レベルを+5dBmに固定し、電源端子25の電源電圧VDDを0.31V〜1.96Vの範囲で変化させて振幅変調をかけると、大電力増幅器12の出力レベルとして約+15dBm〜+31dBmに変化する変調増幅信号が得られる。このように大電力増幅器12を飽和動作領域で動作させて極座標変調を行うことで、入力変調信号を高効率で増幅することができる。この飽和モードにおける電源電圧VDDの制御範囲は、電圧制御レベル8では0.31V〜1.96V、電圧制御レベル9では0.25V〜1.56V、レベル10では0.20V〜1.24Vとなり、それぞれ変調信号の振幅ダイナミックレンジ(約16dB)とほぼ等しい。

- [0050] 一方、図3の入出力特性において、例えば、大電力増幅器12の入力レベルを $-4\text{ dBm}$ にすると、大電力増幅器12は線形動作領域で動作する。このとき、例えば、電力制御レベル11では、電源端子25の電源電圧VDDを $0.99\text{ V}$ に固定し、直交変調器18及び中電力増幅器19を経た直交変調信号を入力すると、大電力増幅器12から平均出力レベルが約 $22\text{ dBm}$ の増幅信号が得られる。このように大電力増幅器12を線形動作させ、電力制御レベルに応じて電源端子25の電源電圧VDDを可変することで、変調信号の振幅ダイナミックレンジ(約 $16\text{ dB}$ )と無関係に送信電力制御を行うことができる。
- [0051] なお、上記の説明では、線形モードで動作させる場合の送信電力制御をR入力端子33より入力する送信出力制御信号で行うものとしたが、ゲイン制御端子34より入力するゲイン制御信号を送信出力制御信号として行ってもよい。
- [0052] また、図3及び図4の入出力特性を持つ大電力増幅器は、利得可変幅が約 $20\text{ dB}$ しかなく、EGPRS方式の変調信号の振幅ダイナミックレンジが約 $16\text{ dB}$ であることから、最大送信電力から $4\text{ dB}$ 低いレベルで飽和モードと線形モードの切替を行うようにしたが、これに限るものではない。この最大送信電力 $-4\text{ dB}$ という値は、大電力増幅器の利得可変幅が大きい場合は $4\text{ dB}$ 以上としたり、小さい場合は $4\text{ dB}$ 以下としてもよい。
- [0053] また、図1では大電力増幅器の3段全ての電源が一点に接続されており図3に示したように線形領域で電源電圧に応じて小信号利得が変化する場合の例を示したが、最終段または最終2段の電源電圧のみを変化させる場合においては、電源電圧が変化した場合に小信号利得が変化しない。このような場合においては、線形モードにおける利得制御は中電力増幅器の出力を制御することで行ってもよい。
- [0054] このように、第1の実施形態では、送信部の高周波電力増幅器において、最も消費電力の大きい最大出力付近で高効率な極座標変調を行い、これより低い出力レベルでは線形増幅を行うことにより、出力制御可変幅を広くできる。上記例のように、大電力増幅器における利得可変幅を超えるような広い範囲での送信電力制御も容易に可能である。したがって、最大送信電力付近で使用するときのみ極座標変調を行うことにより、極座標変調と送信電力制御とを分離して行うことができ、極座標変調方式

におけるダイナミックレンジ不足を解消でき、広範囲な出力レベルをカバーすることができる。

[0055] (第2の実施形態)

図5は本発明の第2の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図である。第2の実施形態の送信部40は、第1の実施形態の構成と一部が異なり、振幅変調部の構成を変更してクロック切替端子36を設け、DAコンバータの動作クロックの変更によって動作電流を制御可能としたものである。

[0056] 振幅変調部41は、クロック切替端子36からの切替信号により動作クロックを変更可能な可変クロック入力DAコンバータ(DAC)42を送信出力制御信号入力部に備えている。その他の構成は第1の実施形態と同様であり、同様の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

[0057] 可変クロック入力DAコンバータ42は、動作クロック切替機能を有し、制御部30よりクロック切替端子36への切替信号の入力に応じて動作クロックを変更し、この動作クロックの周波数に応じて動作電流を変更できるように構成される。

[0058] 一般に、送信電力制御速度は、変調信号の振幅変化速度に対して遅いため、DAコンバータ42は、線形モードで直交変調及び線形増幅を行うときには高い動作クロックは必要ない。このため、極座標変調を行うときのみDAコンバータ42を高い動作クロックで動作させればよい。したがって、大電力増幅器12を飽和モードで動作させて極座標変調を行うときには、可変クロック入力DAコンバータ42の動作電流を増加するとともに動作クロックを上昇させる。一方、大電力増幅器12を線形モードで動作させて直交変調及び線形増幅を行うときには、可変クロック入力DAコンバータ42の動作電流を減少させるとともに動作クロックを低下させる。

[0059] このように、第2の実施形態によれば、極座標変調を行うときのみ、可変クロック入力DAコンバータの動作クロックを高くして動作電流を増加することにより、第1の実施形態の効果に加え、線形モード動作時の動作電流を低減することができ、全体の消費電力を削減できる。

[0060] (第3の実施形態)

図6は本発明の第3の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図である。第

3の実施形態の送信部50は、第2の実施形態の構成と一部が異なり、振幅変調部の構成を変更して電流切替端子37を設け、電源ドライバの高速オペアンプの動作電流を制御可能としたものである。

[0061] 振幅変調部51は、電流切替端子37からの切替信号により動作電流を変更可能な高速オペアンプ(OPAMP)52を入力部に備える電源ドライバ53を有して構成される。その他の構成は第1及び第2の実施形態と同様であり、同様の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

[0062] 高速オペアンプ52は、動作電流切替機能を有し、制御部30より電流切替端子37への切替信号の入力に応じて動作電流を可変できるように構成される。

[0063] 一般に、送信電力制御速度は、変調信号の振幅変化速度に対して遅いため、電源ドライバ53入力段の波形整形用の高速オペアンプ52は、線形モードで直交変調及び線形増幅を行うときには大きな動作電流は必要ない。このため、極座標変調を行うときのみ高速オペアンプ52を大きな動作電流で動作させればよい。したがって、大電力増幅器12を飽和モードで動作させて極座標変調を行うときには、高速オペアンプ52の動作電流を増加し、大電力増幅器12を線形モードで動作させて直交変調及び線形増幅を行うときには、高速オペアンプ52の動作電流を減少させる。

[0064] このように、第3の実施形態によれば、極座標変調を行うときのみ、高速オペアンプの動作電流を増加することにより、第2の実施形態よりも更に、線形モード動作時の動作電流を低減することができ、全体の消費電力を削減できる。

[0065] (第4の実施形態)

図7は本発明の第4の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図である。第4の実施形態の送信部60は、第2の実施形態の構成と一部が異なり、振幅変調部及び大電力増幅器の構成を変更して大電力増幅器の出力制御を電源電圧の代わりにバイアス調整により行うものである。

[0066] 振幅変調部61は、可変クロック入力DAコンバータ42とローパスフィルタ22とを有して構成される。大電力増幅器62は、固定電源65からの電源電圧を入力する電源端子63と、振幅変調部61から出力される送信出力制御信号(利得制御信号)を入力するバイアス端子64とを有して構成される。本実施形態では、大電力増幅器62におけ



るバイアス端子64が出力制御用入力端となる。その他の構成は第1及び第2の実施形態と同様であり、同様の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

[0067] この大電力増幅器62において、増幅素子のドレインまたはコレクタが電源端子63となり、ゲートまたはベースがバイアス端子64となる。この構成では、極座標変調を行うときの送信電力制御をバイアス端子64へ入力する利得制御信号によって行うため、電源端子63へ入力する電源によって直接送信電力制御を行う場合と比較して、振幅変調部61の内部に電源電流容量を強化するための電源ドライバが不要となる。

[0068] 大電力増幅器62は、線形変調器11からの入力変調信号を増幅する際、電源端子63に固定電源65より固定された電源電圧が供給され、バイアス端子64に振幅変調部61からの変調信号または固定レベルによる利得制御信号が入力されて、出力レベルが調整される。

[0069] なお、上記の例では、振幅変調部61入力段のDAコンバータ42はクロック切替端子36からの切替信号により動作クロック及び動作電流を可変できるようにしたが、第1の実施形態と同様に固定クロック入力DAコンバータ21を設け、固定の動作クロックで動作させる構成としてもよい。

[0070] このように、第4の実施形態によれば、送信電力制御を大電力増幅器のバイアス調整により行う構成とすることにより、振幅変調部において電源電流容量を強化するための電源ドライバを不要にでき、第1〜第3の実施形態よりも更に回路を簡易化できる。

[0071] (第5の実施形態)

図8は本発明の第5の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図である。第5の実施形態の無線通信装置は、第3の実施形態と同様の送信部50と、受信部70と、制御部80と、アンテナスイッチ81と、アンテナ82とを有して構成される。

[0072] 受信部70は、復調部を含んで構成され、バンドパスフィルタ(BPF)71と、バンドパスフィルタ71の出力レベルを調整する低雑音増幅器72と、低雑音増幅器72の出力を局部発振器20の高周波信号を用いて直交復調してベースバンド帯域への周波数変換を行う直交復調器(DEM)73と、直交復調器73の出力の同相成分及び直交成分をそれぞれ増幅するベースバンドアンプ(BBAMP)74、75と、ローパスフィルタ7

6, 77と、アナログーデジタル変換を行うADコンバータ78, 79とを備えている。

- [0073] この受信部70は、同相成分出力端子であるI出力端子91と、直交成分出力端子であるQ出力端子92と、低雑音増幅器72の増幅利得を制御するためのゲイン制御信号を入力するゲイン制御端子93とを有している。
- [0074] 制御部80は、送信部50のI入力端子31、Q入力端子32、R入力端子33、ゲイン制御端子34、クロック切替端子36、電流切替端子37、及び受信部70のI出力端子91、Q出力端子92、ゲイン制御端子93と接続され、送信変調信号の出力、受信復調信号の入力、各種制御信号の出力等を行い、無線通信動作を制御する。
- [0075] この第5の実施形態は、受信部70によって送信部50の出力のモニタを行い、復調信号より得られる情報に基づいて、極座標変調時の振幅情報と位相情報のタイミング調整を行う構成となっている。このため、送受同時動作のないTDMA方式の場合でも送受同時動作できるような動作モードを用意しておく。
- [0076] アンテナスイッチ81を切り替えてアンテナ82を受信部70に接続し、送信部50の出力をアンテナスイッチ81のアイソレーション特性(通常20dB程度)により減衰し、バンドパスフィルタ71に伝達する。バンドパスフィルタ71では、送受同一周波数を用いるTDDシステムと送受別周波数を用いるFDDシステムとで減衰量に大きな差が出るが、送信部50からの出力が更に減衰される。低雑音増幅器72では、ゲイン制御端子93からのゲイン制御信号により利得が調整され、直交復調器73が歪まないレベルまでバンドパスフィルタ71の出力が減衰される。そして、直交復調器73において、送信部50と同一の局部発振器20より入力された高周波信号を用いて低雑音増幅器72の出力信号が直交復調され、ベースバンドアンプ74, 75により、直交復調器73の出力信号の同相成分(I信号)及び直交成分(Q信号)がそれぞれ増幅される。このI, Q信号はそれぞれローパスフィルタ76, 77により不要な高調波成分を除去された後、ADコンバータ78, 79によりデジタル信号に変換されて出力される。
- [0077] 制御部80は、I出力端子91からのI信号及びQ出力端子92からのQ信号より得られる復調信号の情報に基づき、送信部50において適切な出力特性が得られるように各信号を制御する。例えば、EVM(エラーベクトル振幅(変調精度を示す値))が最小となるように、R入力端子33に inputs する送信出力制御信号とI入力端子31、Q入力端

子32に入力するI, Q信号のタイミングを調整する。これにより、大電力増幅器12において極座標変調を行うときの振幅変調のタイミングを調整することができる。

[0078] なお、上記の例では、局部発振器20は送受共通としたが、W-CDMA方式等の送受別々で同一基準信号源を有する局部発振器が必要なシステムに適用する場合、回路を共通とする必要はなく、発振周波数を同一とできればよい。

[0079] このように、第5の実施形態によれば、アンテナスイッチ81を介して送信部50の出力を受信部70に接続し、送信部50の出力を復調することにより、得られた復調信号の情報によって極座標変調時の振幅情報と位相情報のタイミング調整が可能となり、第3の実施形態と比較して、更に送信部における歪を少なくすることができる。

[0080] (第6の実施形態)

図9は本発明の第6の実施形態に係る無線通信装置の構成を示すブロック図である。第6の実施形態の無線通信装置は、第4の実施形態と同様の送信部60と、受信部70と、制御部80と、アンテナスイッチ81と、アンテナ82とを有して構成される。すなわち、前述した第5の実施形態における送信部を、第4の実施形態のような大電力増幅器の出力制御をバイアス調整により行う送信部60に変更したものである。受信部70及び制御部80の構成及び動作は第5の実施形態と同様であり、ここでは説明を省略する。

[0081] この送信部60では、極座標変調を行うときの送信電力制御をバイアス端子64へ入力する利得制御信号によって行うため、電源端子63へ入力する電源によって直接送信電力制御を行う場合と比較して、振幅変調部61の内部に電源電流容量を強化するための電源ドライバが不要となる。

[0082] なお、上記の例では、振幅変調部61入力段のDAコンバータ42はクロック切替端子36からの切替信号により動作クロック及び動作電流を可変できるようにしたが、第1の実施形態と同様に固定クロック入力DAコンバータ21を設け、固定の動作クロックで動作させる構成としてもよい。

[0083] このように、第6の実施形態によれば、送信電力制御を大電力増幅器のバイアス調整により行う構成とすることにより、振幅変調部において電源電流容量を強化するための電源ドライバを不要にでき、第5の実施形態の効果に加えて、更に回路を簡易

化できる。

[0084] (第7の実施形態)

図10は本発明の第7の実施形態に係る送信装置の構成を示すブロック図である。第7の実施形態の送信部200は、第1の実施形態の構成と一部が異なり、振幅変調部201の電源ドライバ203の構成を変更したものである。電源ドライバ203は、送信出力制御信号を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段204と、リアレギュレータ207と、電圧源210と、電圧源210の電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータ208、209と、前記複数のスイッチングレギュレータ208、209の出力電圧のいずれか一つを選択するスイッチ群205、206とを備えて構成されるものである。その他の構成は第1の実施形態と同様であり、同様の構成要素には同一符号を付して説明を省略する。

[0085] ローパスフィルタ22の出力は2分岐され、振幅スライス手段204及びリアレギュレータ207にそれぞれ入力される。振幅スライス手段204は、ローパスフィルタ22の出力を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスし、DC-DCコンバータ等で構成されるスイッチングレギュレータ208、209は、電圧源210の電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する。リアレギュレータ207は、電圧源210の出力とローパスフィルタ22の出力との差が損失となるが、ローパスフィルタ22の出力が低い場合には、その出力より高く、かつ最も近い出力電圧のスイッチングレギュレータをスイッチ群205、206で選択することにより、損失を最小限に抑えることができる。

[0086] このように、第7の実施形態によれば、電源ドライバとして複数のスイッチングレギュレータとリアレギュレータとを組み合わせたものを用いることで、第1の実施形態よりも更に極座標変調時の動作電流を低減することができ、全体の消費電力を削減できる。

[0087] 以上説明したように、本実施形態によれば、送信電力制御と独立して最も消費電力の大きい最大出力付近で高効率な極座標変調をかけることが可能である。また、最大送信電力付近で使用するときのみ極座標変調を行うことにより、極座標変調方式による高効率の出力電力増幅を行いながらも、電力増幅器の性能により制限されるダイナミックレンジ不足を解消でき、出力制御可変幅を広くすることができる。

[0088] 上述した実施形態では、欧州携帯電話規格である900MHz帯EGPRS方式の携帯電話装置に適用した場合の例を示したが、これに限らず、GSM方式やW-CDMA方式等の各種携帯電話装置、その他の無線端末装置、無線基地局装置、IEEE802.11a、802.11b方式等の各種無線LAN用の無線通信装置などの送信部にも同様に適用可能である。

[0089] 本発明を詳細にまた特定の実施態様を参照して説明したが、本発明の精神と範囲を逸脱することなく様々な変更や修正を加えることができることは当業者にとって明らかである。

本出願は、2004年1月27日出願の日本特許出願(特願2004-017955)、2004年12月6日出願の日本特許出願(特願2004-352464)、に基づくものであり、その内容はここに参照として取り込まれる。

#### 産業上の利用可能性

[0090] 本発明は、高効率であるとともに広い出力制御可変幅を得ることが可能な送信部を提供できる効果を有し、出力を可変に制御可能な送信装置およびこの送信装置を用いた無線通信装置等に有用である。

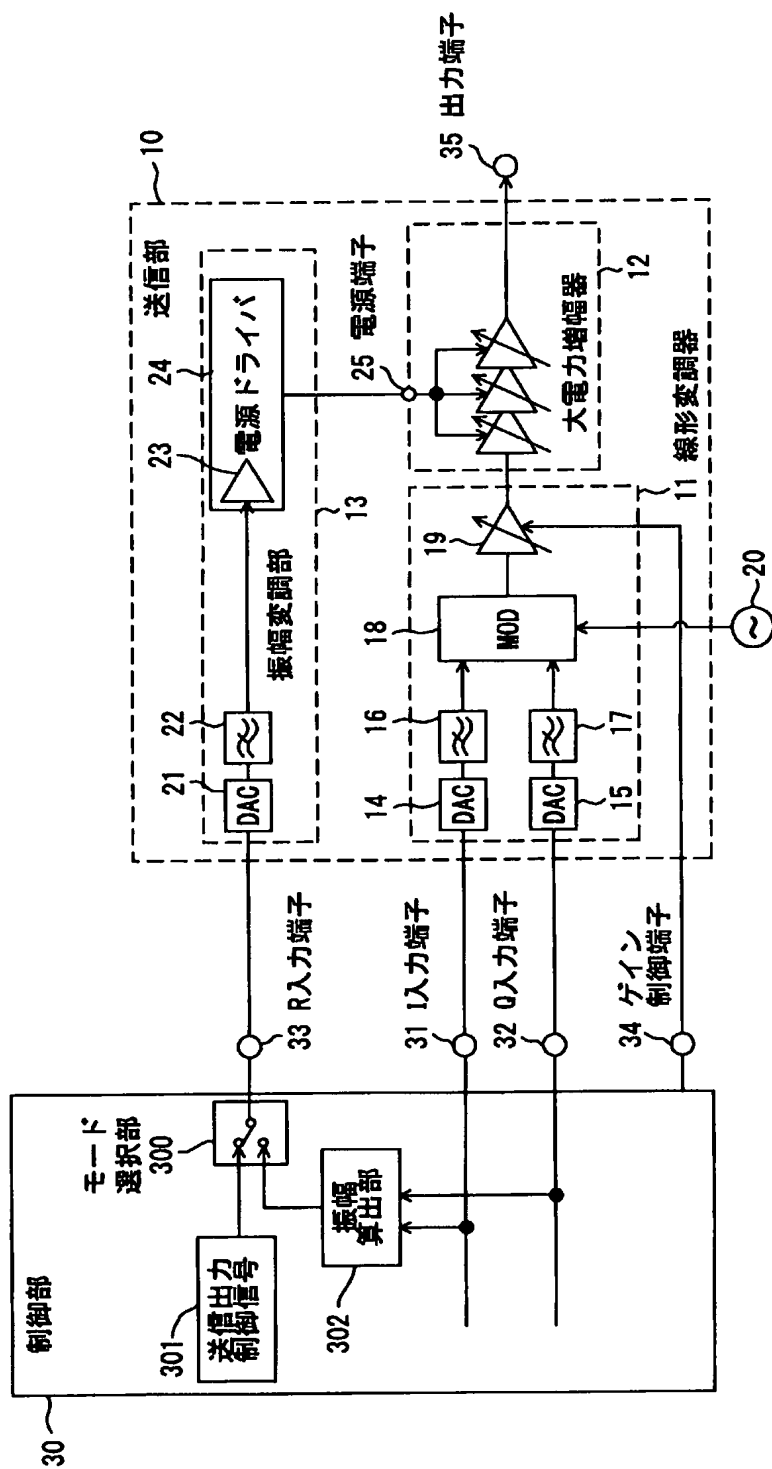
## 請求の範囲

- [1] 入力変調信号の同相成分及び直交成分を入力して直交変調を行う直交変調手段と、
- 前記直交変調手段の出力を増幅するもので、ゲイン制御信号に基づいて利得が制御される可変利得増幅手段と、
- 前記可変利得増幅手段の出力の電力増幅を行う電力増幅手段とを備え、
- 前記電力増幅手段は、入出力電力特性における線形動作領域を用いて電力増幅を行う線形モードと、前記入出力電力特性における飽和動作領域を用いて電力増幅を行う飽和モードを有し、
- 送信出力電力が所定値以上の場合に、前記可変利得増幅手段の出力レベルを調整して前記電力増幅手段を飽和モードで動作させ、前記電力増幅手段の出力制御用入力端に前記入力変調信号の振幅成分に基づく振幅変調された送信出力制御信号を入力して極座標変調を行い、前記送信出力電力が所定値未満の場合に、前記可変利得増幅手段の出力レベルを調整して前記電力増幅手段を線形モードで動作させ、前記出力制御用入力端に前記送信出力電力に応じた所定レベルの送信出力制御信号を入力して線形増幅を行う送信装置。
- [2] 請求項1に記載の送信装置であって、
- 前記電力増幅手段は、送信出力電力が最大出力レベルまたはその近傍である場合に前記極座標変調を行い、この送信出力電力よりも小さい場合に前記線形増幅を行う送信装置。
- [3] 請求項1または2に記載の送信装置であって、
- 前記電力増幅手段は、前記出力制御用入力端として用いられる電源端子を有し、
- 前記所定レベルの信号または前記入力変調信号の振幅成分に基づく振幅変調された信号の電流容量を増加させ、前記電源端子に対し前記送信出力制御信号として電源供給を行う電源ドライバを備える送信装置。
- [4] 請求項1または2に記載の送信装置であって、
- 前記電力増幅手段は、電源端子と、前記出力制御用入力端として用いられる増幅回路のバイアス端子とを有し、前記電源端子には固定電源を入力し、前記バイアス

端子に前記送信出力制御信号を入力する送信装置。

- [5] 請求項1〜4のいずれか一項に記載の送信装置であって、  
前記送信出力制御信号を入力する送信出力制御信号入力部にデジタル信号をアナログ信号に変換するDAコンバータを備え、このDAコンバータは、動作クロックを変更可能であり、前記電力増幅手段にて極座標変調を行うときのみ前記線形増幅を行うときより高い動作クロックで動作させる動作クロック切替機能を有する送信装置。
- [6] 請求項3または5に記載の送信装置であって、  
前記電源ドライバの入力部に波形整形用のオペアンプを有し、このオペアンプは、動作電流を変更可能であり、前記電力増幅手段にて極座標変調を行うときのみ前記線形増幅を行うときより動作電流を増加させる動作電流切替機能を有する送信装置。  
。
- [7] 請求項3または5に記載の送信装置であって、  
前記電源ドライバが、リニアレギュレータであることを特徴とする送信装置。
- [8] 請求項3または5に記載の送信装置であって、  
前記電源ドライバが、スイッチングレギュレータであることを特徴とする送信装置。
- [9] 請求項3または5に記載の送信装置であって、  
前記電源ドライバが、前記送信出力制御信号を段階的に異なる複数の電圧レベルでスライスする振幅スライス手段と、電源電圧を段階的に値の異なる複数の電圧に変換する複数のスイッチングレギュレータと、前記複数のスイッチングレギュレータの出力電圧の何れか一つを選択するスイッチ群とを有して構成される送信装置。
- [10] 請求項1〜9のいずれか一項に記載の送信装置であって、  
前記電力増幅手段の出力を復調する復調部と、  
前記復調部より得られる復調信号の情報に基づいて、前記電力増幅手段にて極座標変調を行うときの振幅変調のタイミングを調整する制御部とを備える送信装置。
- [11] 請求項1〜10のいずれか一項に記載の送信装置を備えた無線通信装置。

[図1]



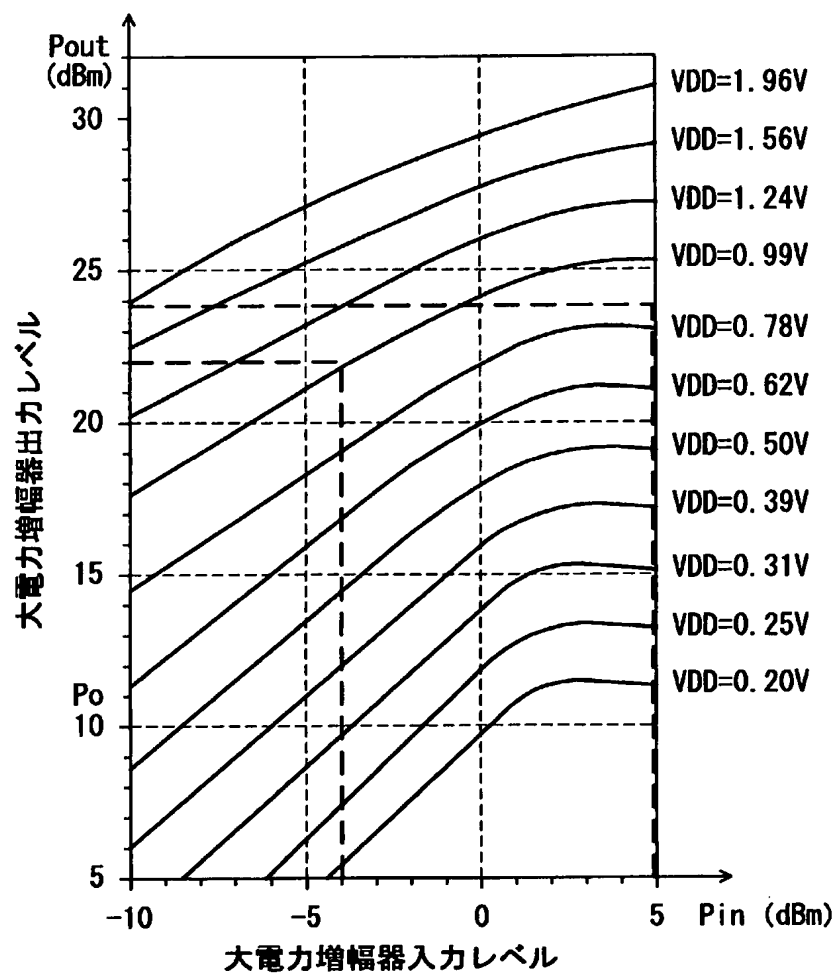


[図2]

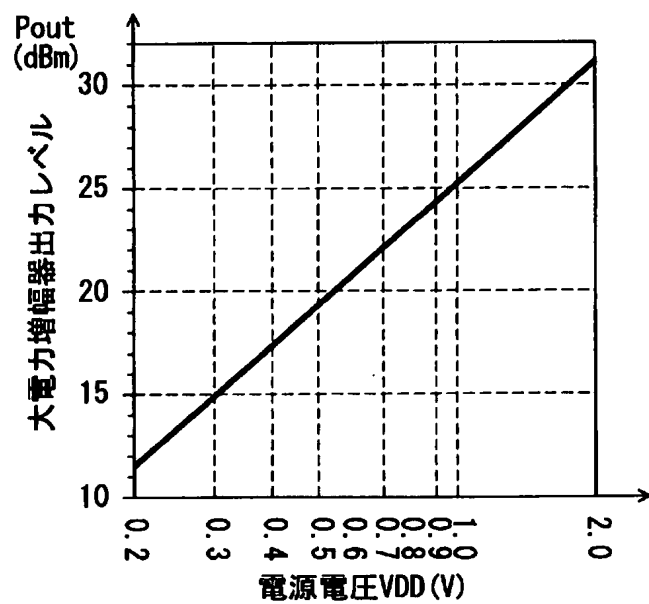
## GSM900 Power ClassE2

電力制御 レベル	アンテナ端 出力レベル [dBm]	大電力増幅器 出力レベル [dBm]	モード切替
8	27	28	飽和モード(極座標変調方式)
9	25	26	飽和モード(極座標変調方式)
10	23	24	飽和モード(極座標変調方式)
11	21	22	線形モード(直交変調方式)
12	19	20	線形モード(直交変調方式)
13	17	18	線形モード(直交変調方式)
14	15	16	線形モード(直交変調方式)
15	13	14	線形モード(直交変調方式)
16	11	12	線形モード(直交変調方式)
17	9	10	線形モード(直交変調方式)
18	7	8	線形モード(直交変調方式)
19~31	5	6	線形モード(直交変調方式)

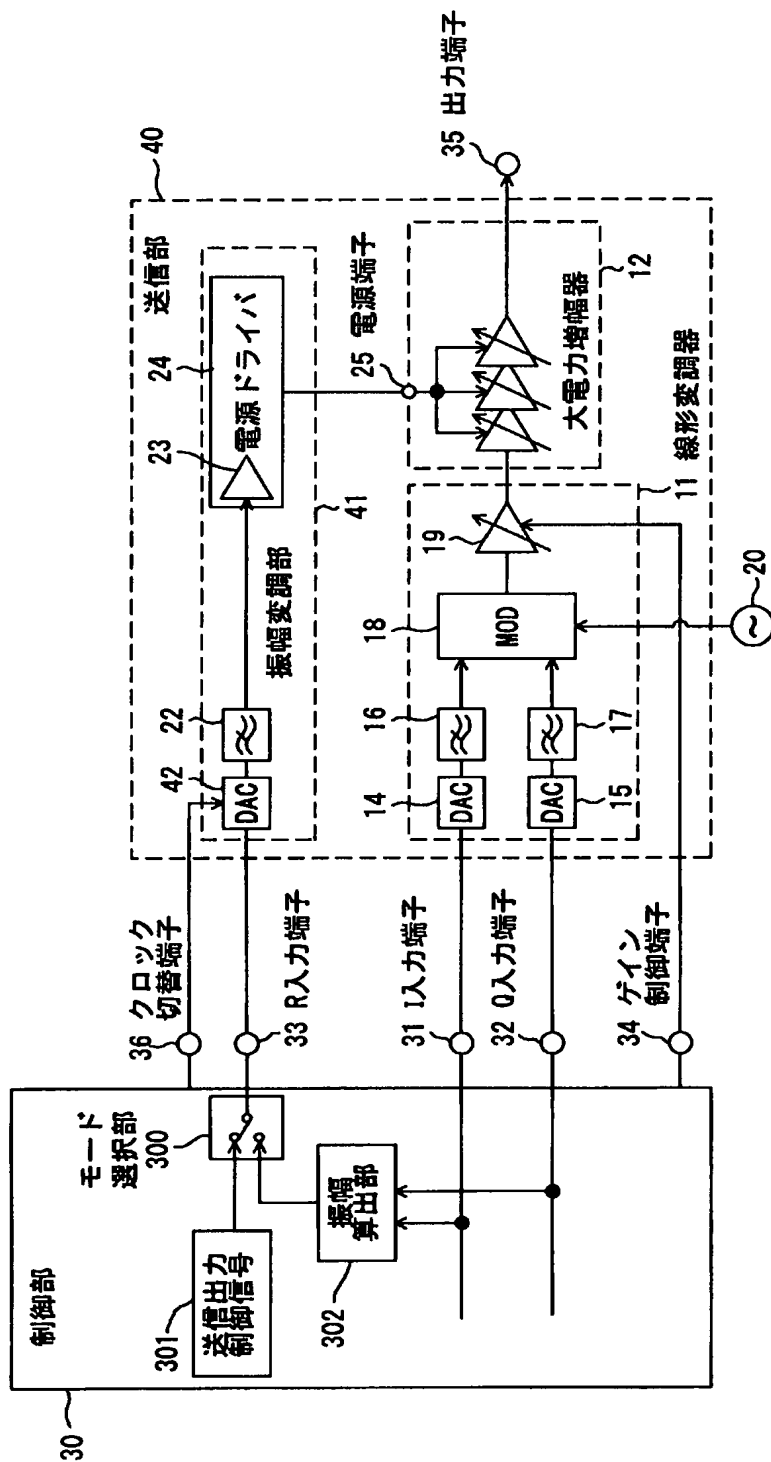
[図3]



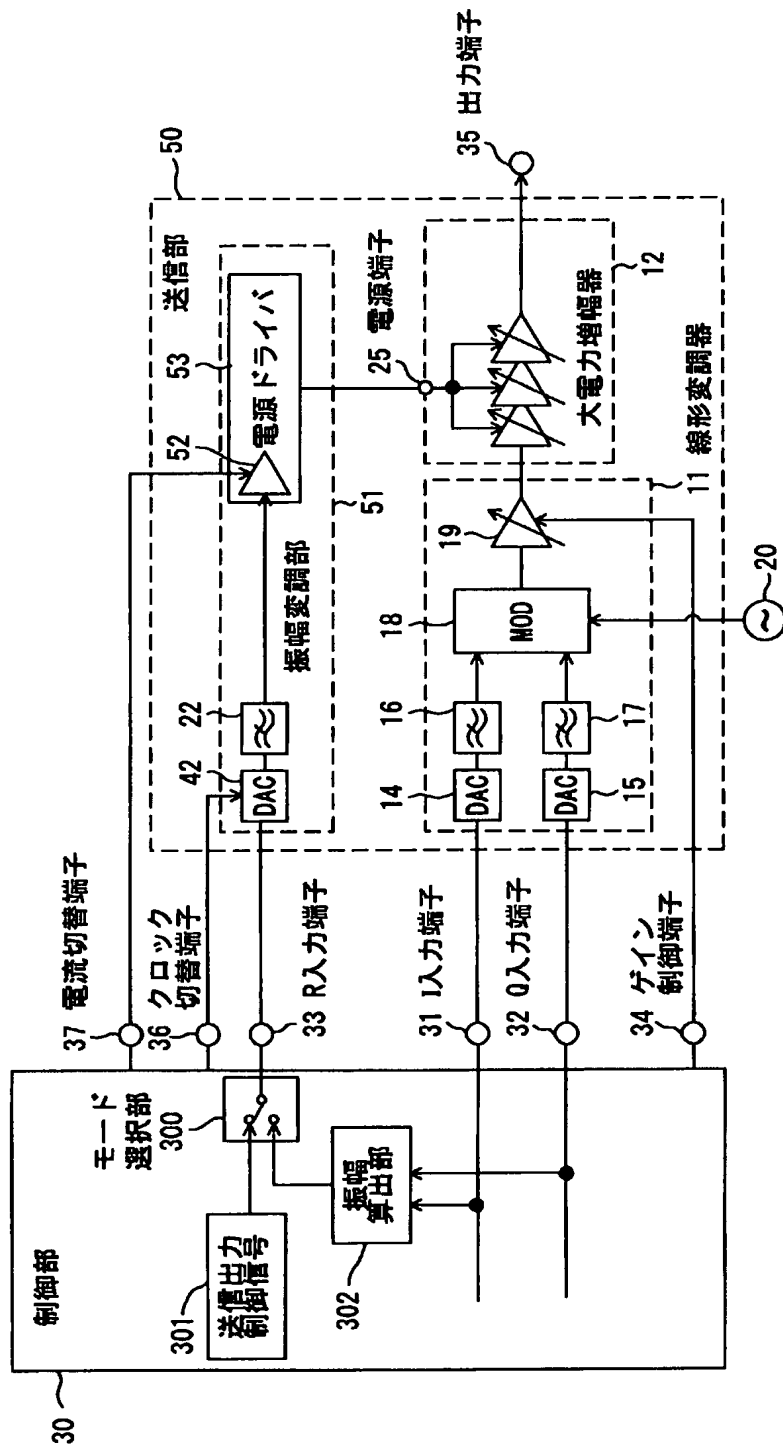
[図4]



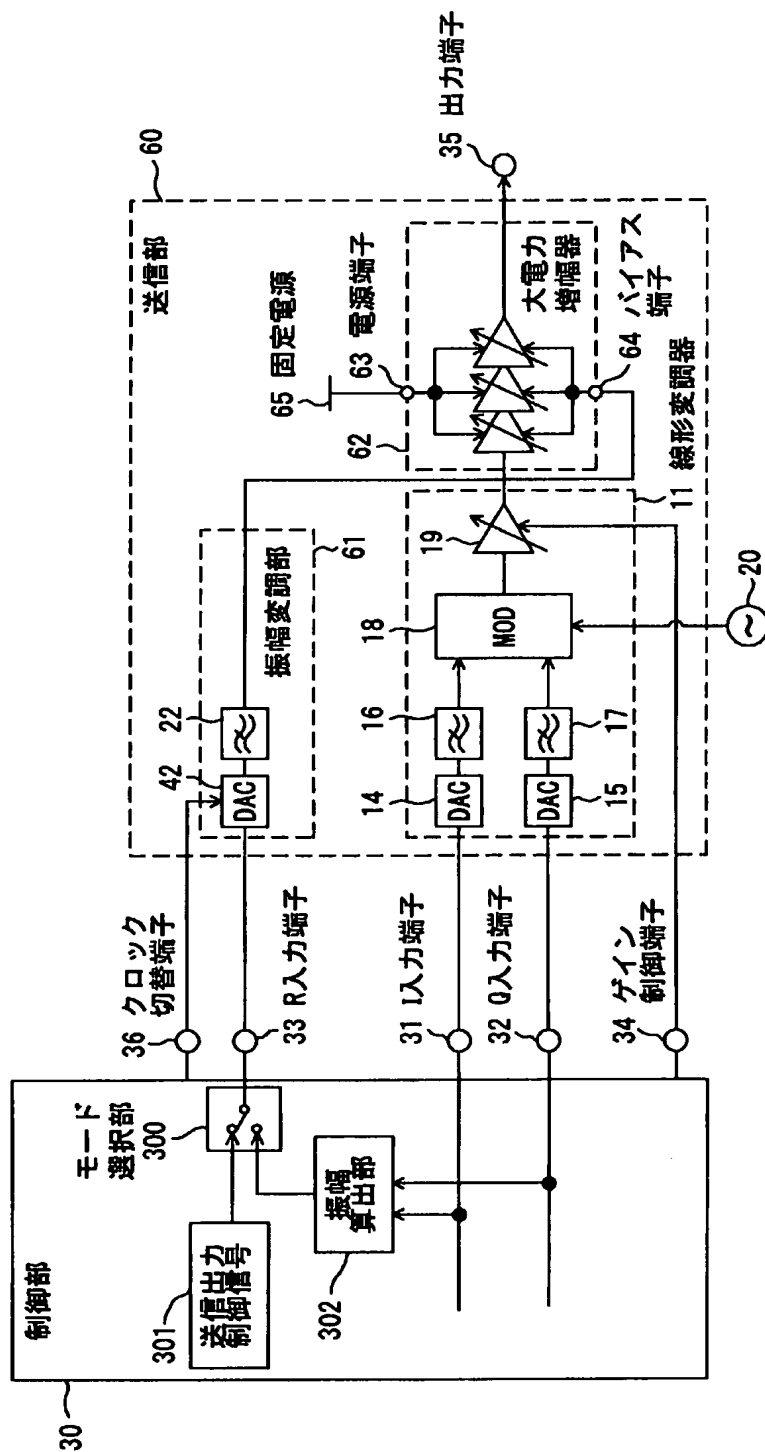
[図5]



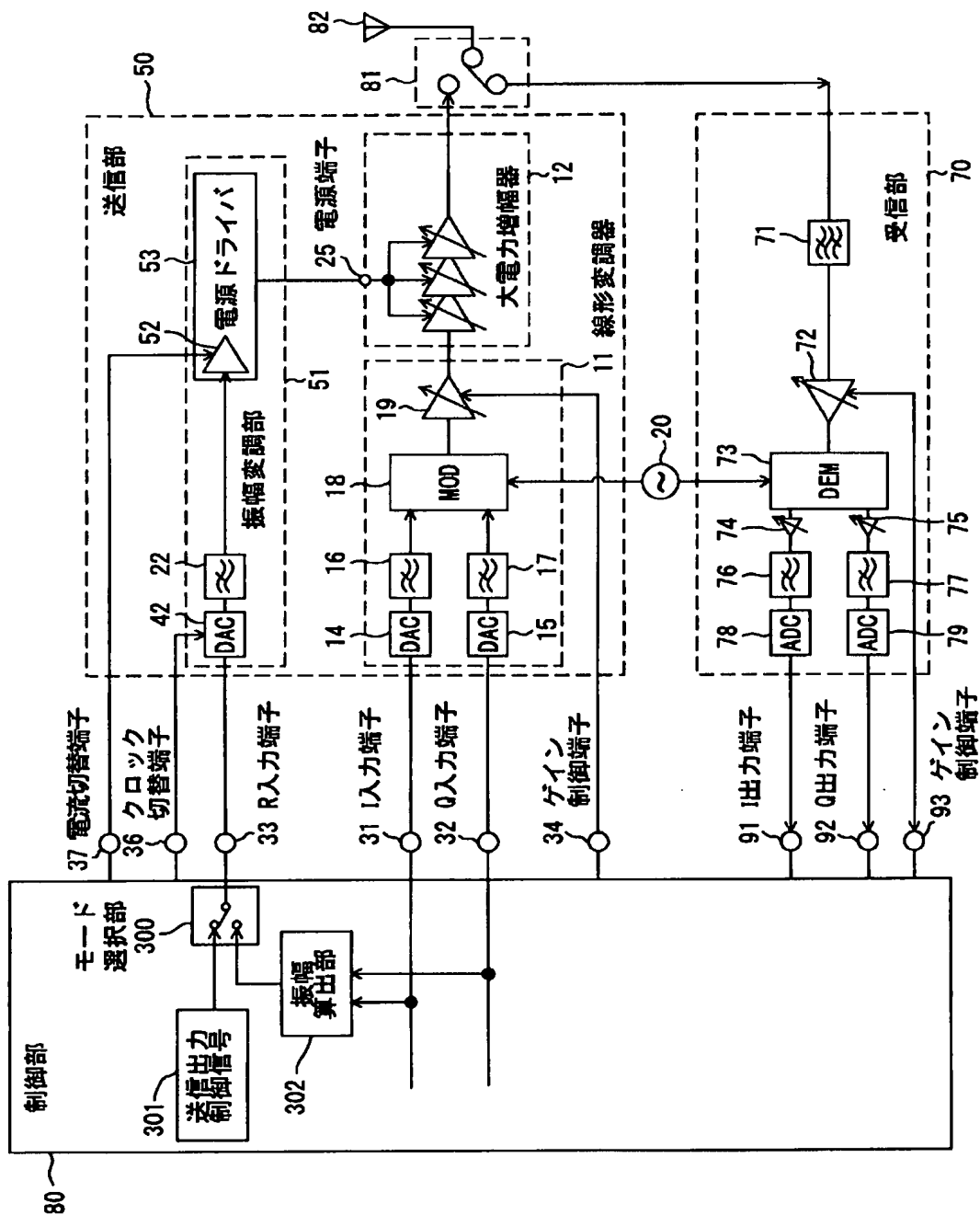
[図6]



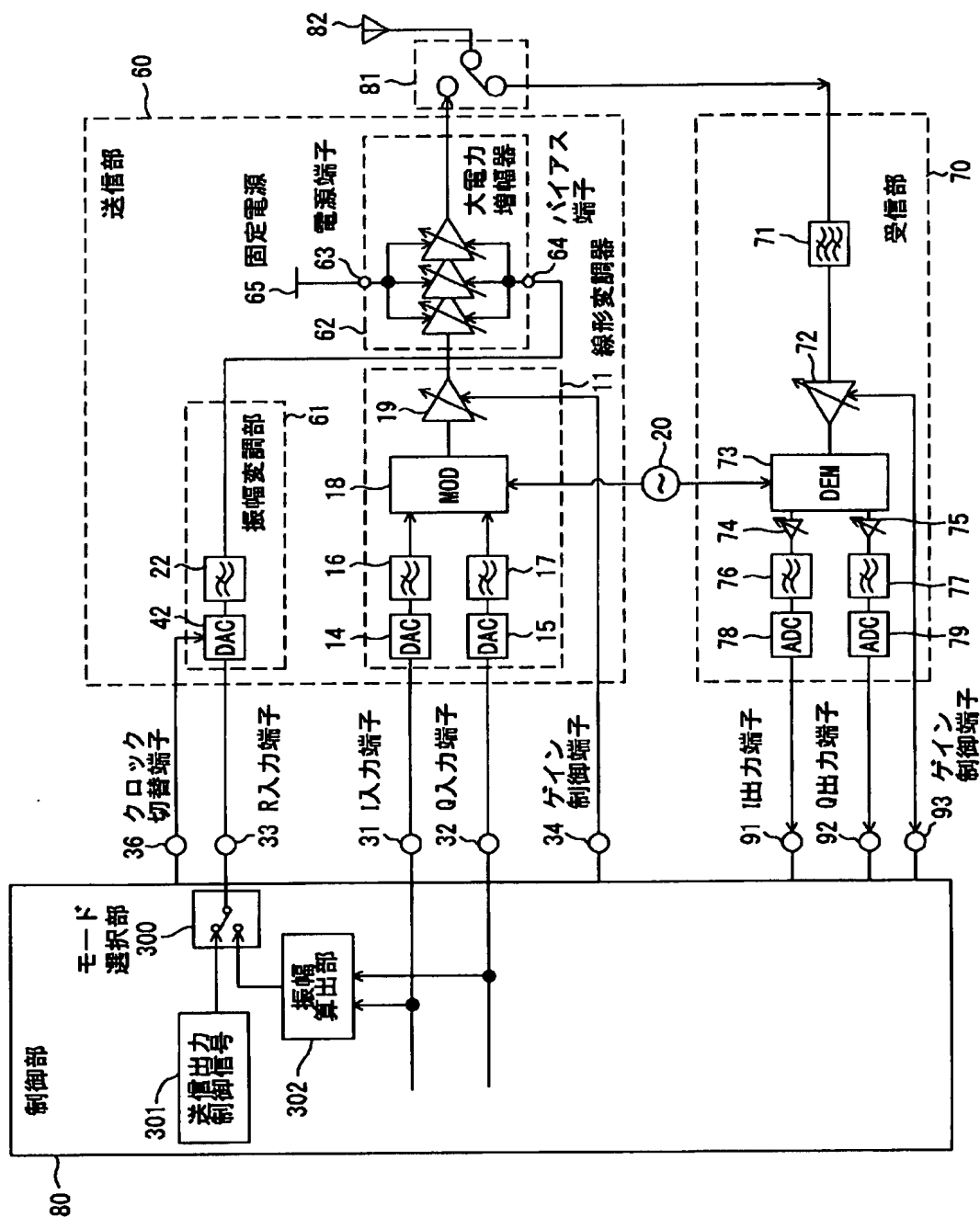
[図7]



[図8]



[図9]







[図11]

